PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 61-200713
(43)Date of publication of application : 05.09.1986

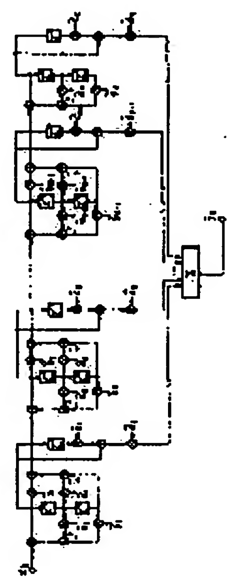
(51)Int.CI. H03H 17/00
H03H 21/00

(21)Application number : 60-041053
(22)Date of filing : 04.03.1985

(71)Applicant : OKI ELECTRIC IND CO LTD
(72)Inventor : KOBAYASHI MASAKI
ITO YOSHIO

(54) DIGITAL FILTER

(57)Abstract:
PURPOSE: To generate an optional function and to quicken the time reaching the optimum value of a parameter by arranging a zero point of other orthogonal function to a position of a mirror image with respect to a unit circle of a pole of one orthogonal function.
CONSTITUTION: A digital filter is formed by using a function system where a pole in a position of a mirror image to a pole of one function with respect to a unit circle in a Z region is cancelled by a zero of the other function. Thus, functions of the function system are orthogonal to each other and then the digital filter generates an optional function. Further, a time of each parameter di (i=1□k) reaching an optimum value is quickened.



LEGAL STATUS
[Date of request for examination]
[Date of sending the examiner's decision of rejection]
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
[Date of final disposal for application]
[Patent number]
[Date of registration]
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of extinction of right]

⑲ 日本国特許庁（JP）　　⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報（A）　　昭61－200713

⑤Int.Cl.⁴	識別記号	庁内整理番号	④公開　昭和61年(1986)9月5日
H 03 H 17/00		7328－5J	
21/00		8124－5J	

審査請求　未請求　発明の数　1　（全10頁）

⑤発明の名称　デイジタルフイルタ

㉑特　願　昭60－41053
㉒出　願　昭60(1985)3月4日

⑫発 明 者　小 林　正 樹　東京都港区虎ノ門1丁目7番12号　沖電気工業株式会社内
⑫発 明 者　伊 藤　良 生　東京都港区虎ノ門1丁目7番12号　沖電気工業株式会社内
⑪出 願 人　沖電気工業株式会社　東京都港区虎ノ門1丁目7番12号
⑭代 理 人　弁理士 鈴木 敏明

明　細　書

1. 発明の名称

ディジタルフィルタ

2. 特許請求の範囲

(1) 直交関数列の線形和で任意の伝達関数を実現することを特徴とするディジタルフィルタにおいて、

1つの直交関数の極の単位円に関する鏡像の位置に他の直交関数の零点を配置したこと

を特徴とするディジタルフィルタ。

(2) 前記直交関数の極及び零点が未知システムの出力に応じて適応的に調整可能であること

を特徴とする特許請求の範囲第1項記載のディジタルフィルタ。

3. 発明の詳細な説明

（産業上の利用分野）

本発明は任意の伝達関数を生成できるディジタルフィルタに関するものである。

（従来の技術）

最近、ディジタル信号処理技術の進歩により適応型ディジタルフィルタ（adaptive digital filter, ADF）がその適用範囲の広さから注目を集めている。ADFの代表的な応用例として、システム同定への適用がある。ここで、システム同定とはある未知システムの入出力データを基にしてシステムの未知パラメータを推定することであり、その概略を第2図に示す。同図において、たとえば評価関数 $J=\frac{1}{2}e_j^2$（$J=\frac{1}{2}\overline{e_j^2}$ を用いることもある。$\overline{}$は平均化操作を示す。）が0となれば未知システムの伝達関数H(z)とADFの伝達関数$\hat{H}(z)$が等しいとみなすことができる。すなわち未知システムのパラメータがADFにより正しく推定されていると考えられる。

ADFのシステム同定への具体的な応用例としてエコーキャンセラがある。静止衛星などを介する長距離電話回線の場合は、信号を増幅する必要があるため第3図に示す様に中間に4線式回線がそう入される。2線と4線との接続部には信号の分離及び混合を行うためにハイブリッド回路が設けられる。同図においてハイブリッド回路における

平衡回路網のインピーダンスZ_Bと2線側をみたインピーダンスZ_Sの不整合により4線側受信信号が送信側へ回り込み、エコーが発生し通話品質が劣化する。このエコーを消去するためにエコーキャンセラが用いられる。この場合、ハイブリッド回路の4線受信側から送信側に至るエコー回り込み経路の伝達特性の同定をエコーキャンセラが行っている。また、最近、注目されている電子会議システムにおいては第4図に示す様にスピーカとマイクロホン間の音響的結合によりハウリングが発生し通話が困難となることがある。この様なハウリング防止用としてもエコーキャンセラが用いられようとしている。ここでは、エコーキャンセラはスピーカとマイクロホン間の音響的結合路の同定を行うことになる。

エコーキャンセラのADFの構成として従来より検討されている代表的なものを第5図～第7図に示す。第5図はFIR型ADFと呼ばれるものであり、未知システムの伝達関数H(z)をADFの伝達関数

$$\hat{H}(z)=\sum_{i=0}^{N}\hat{a}_i z^{-i} \qquad (1)$$

のパラメータ$\hat{a}_i$ ($i=0,\cdots,N$)を適応的に調整して推定する。しかしながら、先に述べた様なシステムにFIR型構成を用いる場合には、所要パラメータ数$P=N+1$は$10^3\sim10^4$オーダ個となり処理時間等の点で対処できない。従って、少いパラメータ数で未知システムの伝達関数H(z)が推定できる第6図、第7図の様なIIR型ADFの適用が検討されている。

例えば、第6図については、辻田、中溝、大松、共著、「信号処理の基礎と応用」3版、昭和57年4月25日発行、日新出版、pp. 202-218、に記載がある。第6図のADFの伝達関数は

$$\hat{H}(z)=\frac{\sum_{i=0}^{N}\hat{a}_i z^{-i}}{1-\sum_{i=1}^{M}\hat{b}_i z^{-i}} \qquad (2)$$

であり、第7図のADFの伝達関数は

$$\hat{H}(z)=\prod_{i=1}^{K}\frac{a_{i0}+a_{i1}z^{-1}+a_{i2}z^{-2}}{1-b_{i1}z^{-1}-b_{i2}z^{-2}} \qquad (3)$$

となる。第6図の場合にはパラメータ$\hat{a}_i$ ($i=0,\cdots,N$)、$\hat{b}_i$ ($i=1,\cdots,M$)を第7図ではパラメータa_{i0}, a_{i1}, a_{i2}, b_{i1}, b_{i2} ($i=1,\cdots,K$)をそれぞれ適応的に調整しH(z)を推定する。これらの場合にはフィルタのインパルス応答が無限に続くので、前記した様にパラメータ数の大幅な削減が可能となる。しかし、IIR型構成は(2), (3)式からわかる様に分母多項式の根がZ平面上の単位円の外に存在する場合にはADFが不安定となる。この現象を回避し、常にADFを安定に動作させるためには安定性判別のための演算が必要となる。ADFの伝達関数$\hat{H}(z)$の次数は前記の様なシステムに適用する場合には数百次となり、処理時間、回路規模等の点で実現困難である。そこで、高次のIIR型ADFを構成するため、(2), (3)式に示される伝達関数$\hat{H}(z)$のパラメータを対象とする未知システムの平均値に設定し、分子のパラメータのみを適応的に調整して未知システムの伝達関数H(z)を推定する方法が考えられる。

しかし、第6図または第7図の様なIIR型ADFにおいてはたとえ、その伝達関数$\hat{H}(z)$の分母多項式のパラメータ値が対応する未知システムのパラメータ値と一致した値に設定され、分子多項式のパラメータのみを適応的に調整する場合でも、各パラメータを調整するために用いられる信号間に相関が存在するため、各パラメータ値が未知システムの対応するパラメータ値に到達する速度が極端に遅い場合や、時には到達しない場合もある。

（発明が解決しようとする問題点）

以上述べたように、従来の高次のIIR型ADFにおいては、その伝達関数の分母多項式のパラメータを適応的に調整するためには、安定性判別の回路が必要となり、処理時間、回路規模等の関係で実現不可能である。また、分母多項式のパラメータを対象とする未知システムの平均値に設定し、分子多項式のパラメータのみを適応的に調整する場合でも、伝達関数の推定精度やパラメータの値

が最適値に到達するための速度が遅い等の問題点があった。

（問題点を解決するための手段）

本発明は、直交関数列の線形和で任意の伝達関数を実現することを特徴とするディジタルフィルタにおいて、

1つの直交関数の極の単位円に関する鏡像の位置に他の直交関数の零点を配置したことを特徴とする。

（作　用）

Z領域において互いに一方の関数の極と単位円に関して鏡像の位置にある極を他方の関数の零点で打ち消す様な関数系を用いてディジタルを構成しているので、この関数系の各関数は互いに直交しており、従って、このディジタルフィルタは任意の関数を生成できる。

本発明の根拠となる理論について述べる。

ある関数の集合 $\{\Phi_i(Z)\}$ $(i=1,2,\cdots)$ が次式の条件を満足するとき、この関数の集合 $\{\Phi_i(Z)\}$ は直交関数系をなすという。

$$\frac{1}{2\pi j}\oint_{\Gamma}\Phi_m(Z^{-1})\Phi_n(Z)Z^{-1}dZ=0 \quad (m\neq n) \qquad (4)$$

ただし、Γ はZ平面における単位円を示す。上式は時間領域における直交条件

$$\sum_{k=0}^{\infty}\varphi_m(k)\varphi_n(k)=0 \qquad (5)$$

のZ領域における表現である。ここで $\Phi_m(Z)$ は $\varphi_m(k)$ のZ変換を行ったものである。もし、この様な直交関数系 $\{\Phi_i(Z)\}$ が存在するならば、ある任意の関数 H(Z) は次式で示される様に前記直交関数の級数展開により高精度で近似することができる。

$$H(Z)\simeq\sum_{i=1}^{\infty}\hat{a}_i\Phi_i(Z)\triangleq\hat{H}(Z) \qquad (6)$$

つまり、関数近似の問題は前記直交関数系 $\{\Phi_i(Z)\}$ を見い出すことに帰着する。さらに技術的にはより実現の容易な直交関数系 $\{\Phi_i(Z)\}$ を求め、$\hat{H}(Z)$ を実現する ADF の構成をより簡単にする必要がある。このことが可能であれば従来実現が困難であった第3図に示される様なスピーカ・マイクロホン間の音響結合路の同定に用いられる ADF の1チップ LSI 化が可能となる。

本発明は上記のような点に留意し、技術的に実現容易な直交関数系 $\{\Phi_i(Z)\}$ を構成し、(6)式で示される関数形 $\hat{H}(Z)$ を生成する ADF を与えるものである。以下、その詳細について述べる。

まず、ある関数の集合 $\{\Phi_i(Z)\}$ は(4)式を満足する必要があるが、このための条件としては同式左辺の被積分関数 $f_{mn}(Z)=\Phi_m(Z^{-1})\Phi_n(Z)Z^{-1}$ がZ平面の単位円 Γ の外に極を有しないこと、及び $Z\to\infty$ において正則であることが必要である。後者の条件は次式と等価である。

$$\lim_{Z\to\infty}|Z^2f'_{mn}(Z)|=0 \qquad (7)$$

ここで $f'_{mn}(Z)$ は $f_{mn}(Z)$ の1次導関数を示している。これら2つの条件を満足する直交関数系 $\{\Phi_i(Z)\}$ として次式で示される関数系を考える。

$$\Phi_i(Z)=\frac{(1+\hat{c}_iZ^{-1})\prod_{\ell=1}^{i-1}(Z^{-1}-\alpha_\ell)(Z^{-1}-\bar{\alpha}_\ell)}{\prod_{\ell=1}^{i}(1-\alpha_\ell Z^{-1})(1-\bar{\alpha}_\ell Z^{-1})} \quad (i=1,2,\cdots) \qquad (8)$$

上式右辺において α_ℓ は及び $\bar{\alpha}_\ell$ は分母多項式の根（単位円 Γ 内に存在する）を表している。実際に(8)式の関数系が先の2つの条件を満足していることは次の例で確認できる。説明を簡単にするため、$\Phi_1(Z)$，$\Phi_2(Z)$ についてのみ示す。

$$\Phi_1(Z)=\frac{1+\hat{c}_1Z^{-1}}{(1-\alpha_1Z^{-1})(1-\bar{\alpha}_1Z^{-1})} \qquad (9a)$$

$$\Phi_2(Z)=\frac{(1+\hat{c}_2Z^{-1})(Z^{-1}-\alpha_1)(Z^{-1}-\bar{\alpha}_1)}{(1-\alpha_1Z^{-1})(1-\bar{\alpha}_1Z^{-1})(1-\alpha_2Z^{-1})(1-\bar{\alpha}_2Z^{-1})} \qquad (9b)$$

（(4)式の被積分関数が単位円外に極を有しないことの説明）

$$f_{12}(Z)=\Phi_1(Z^{-1})\Phi_2(Z)Z^{-1}$$

$$=\frac{1+\hat{c}_1Z}{(1-\alpha_1Z)(1-\bar{\alpha}_1Z)}\cdot\frac{(1+\hat{c}_2Z^{-1})(Z^{-1}-\alpha_1)(Z^{-1}-\bar{\alpha}_1)}{(1-\alpha_1Z^{-1})(1-\bar{\alpha}_1Z^{-1})(1-\alpha_2Z^{-1})(1-\bar{\alpha}_2Z^{-1})}\cdot Z^{-1}$$

$$=\frac{1+\hat{c}_1Z}{(1-\alpha_1Z)(1-\bar{\alpha}_1Z)}\cdot\frac{(Z+\hat{c}_2)(1-\alpha_1Z)(1-\bar{\alpha}_1Z)}{(Z-\alpha_1)(Z-\alpha_1)(Z-\alpha_2)(Z-\bar{\alpha}_2)}$$

$$=\frac{(1+\hat{c}_1 Z)(Z+\hat{c}_2)}{(Z-\alpha_1)(Z-\overline{\alpha}_1)(Z-\alpha_2)(Z-\overline{\alpha}_2)} \qquad (10)$$

となり(10)式は単位円外に極をもたない。$\Phi_3(Z)$以降についても同様にして示すことができる。すなわち、この関数系$\{\Phi_i(Z)\}$は、この系を構成するある関数$\Phi_m(Z)$の$\Phi_m(Z^{-1})$が有する単位円外の極を$\Phi_m(Z)$以外の任意の関数がその零点をもって打ち消す様にこの系は構成されている。

（(4)式の被積分関数が$Z\to\infty$で正則であることの説明）

$$f'_{12}(Z)=\frac{\{(1+\hat{c}_1 Z)(Z+\hat{c}_2)\}'(Z-\alpha_1)(Z-\overline{\alpha}_1)(Z-\alpha_2)(Z-\overline{\alpha}_2)-(1+\hat{c}_1 Z)(Z+\hat{c}_2)\{(Z-\alpha_1)(Z-\overline{\alpha}_1)(Z-\alpha_2)(Z-\overline{\alpha}_2)\}'}{\{(Z-\alpha_1)(Z-\overline{\alpha}_1)(Z-\alpha_2)(Z-\overline{\alpha}_2)\}^2} \qquad (11)$$

上式の$f'_{12}(Z)$は分子多項式がZ^5がZの最高次であり、分母多項式はZ^8がZの最高次である。従って$Z^2f'_{12}(Z)$は分子のZの最高次より分母のZの最高次の方が1次だけ高い。従って

$$\lim_{Z\to\infty} Z^2 f'_{12}(Z)=0 \qquad (12)$$

となる。$\Phi_3(Z)$以降についても同様なことがいえる。

以上より(8)式で示される関数の集合$\{\Phi_i(Z)\}$は直交関数系をなすことが確認できた。

（実施例）

本発明の第1の実施例を第1図に示す。これは、(8)式で示される直交関数$\Phi_1(Z)$, $\Phi_2(Z)$, …, $\Phi_N(Z)$を用いてADFの伝達関数H(Z)を生成している。すなわち

$$\hat{H}(Z)=\sum_{i=1}^{K}\hat{d}_i\Phi_i(Z) \qquad (13)$$

である。Kの値はこのADFを適用する未知システムにより異なるが、その上限値に設定する。伝達関数$\hat{H}(Z)$の極位置を決めるパラメータ$\{\hat{a}_i, \hat{b}_i\}$ $(i=1,\cdots,K)$は対象とする未知システムの平均値に設定する。その方法は次の通りである。未知システムの極位置の平均値を$\{\alpha_i, \overline{\alpha}_i\}$ $(i=1,\cdots,K)$とする。このとき$\alpha_i=r_ie^{j\theta_i}$ (r_i, θ_iは極α_iのそれぞれ振幅、位相である。)より、

$$\hat{a}_i=2r_i\cos\theta_i\ ,\quad \hat{b}_i=r_i^2 \quad (i=1,2,\cdots,K) \qquad (14)$$

として求められる。この様にして$\hat{a}_i$, $\hat{b}_i$を設定すれば、パラメータ$\{\hat{c}_i, \hat{d}_i\}$を適応的に調整することによりADFの伝達関数$\hat{H}(Z)$と未知システムの伝達関数H(Z)との間の推定誤差の2乗平均値が最小となるようにできる。

次に本発明の第2の実施例を第8図に示す。これは、第1の実施例に対して、パラメータ$\{\hat{p}_m, \hat{q}_m\}$ $(m=1,\cdots K)$を

$$\hat{p}_m=\hat{d}_m\ ,\quad \hat{q}_m=\hat{d}_m\hat{c}_m \qquad (15)$$

とおいたものと考えられるので、第1の実施例と等価である。以下において、これらのパラメータ$\{\hat{p}_m, \hat{q}_m\}$ $(m=1,2,\cdots K)$の適応的調整法の一例について述べる。

未知システムの伝達関数H(Z)に対するADFの伝

達関数$\widehat{H}(z)$の近似の良さを評価する関数Jとして第1図で示される未知システムの出力y_kに対するADFの出力$\hat{y}_k$の推定誤差e_kの2乗平均値

$$J=\frac{1}{2}\overline{e_k^2}=\frac{1}{2}\overline{(y_k-\hat{y}_k)^2} \tag{16}$$

を用いる。このとき、最急降下法によるパラメータの適応的調整アルゴリズムは次式の様になる。

$$\hat{p}_m^{(\nu+1)}=\hat{p}_m^{(\nu)}-\alpha\frac{\partial J}{\partial \hat{p}_m^{(\nu)}} \quad (m=1,2,\cdots,K) \tag{17a}$$

$$\hat{q}_m^{(\nu+1)}=\hat{q}_m^{(\nu)}-\alpha\frac{\partial J}{\partial \hat{q}_m^{(\nu)}} \quad (m=1,2,\cdots,K) \tag{17b}$$

ここで、$\hat{p}_m^{(\nu)}$, $\hat{q}_m^{(\nu)}$ はそれぞれν回調整後のパラメータ$\hat{p}_m^{(\nu)}$, $\hat{q}_m^{(\nu)}$の値を示している。また、αは1回の調整量を決定するパラメータである。微係数$\frac{\partial J}{\partial \hat{p}_m^{(\nu)}}$, $\frac{\partial J}{\partial \hat{q}_m^{(\nu)}}$ はそれぞれ、次の様になる。

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{p}_m^{(\nu)}}=\overline{-e_k\cdot\frac{1}{2\pi j}\oint_{\Gamma} X(z)\frac{\prod_{l=1}^{m-1}(\hat{b}_l-\hat{a}_l z^{-1}+z^{-2})}{\prod_{l=1}^{m}(1-\hat{a}_l z^{-1}+\hat{b}_l z^{-2})}z^{k-1}dz} \tag{18a}$$

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{q}_m^{(\nu)}}=\overline{-e_k\cdot\frac{1}{2\pi j}\oint_{\Gamma} X(z)z^{-1}\frac{\prod_{l=1}^{m-1}(\hat{b}_l-\hat{a}_l z^{-1}+z^{-2})}{\prod_{l=1}^{m}(1-\hat{a}_l z^{-1}+\hat{b}_l z^{-2})}z^{k-1}dz} \tag{18b}$$

この調整アルゴリズムを用いたADFの構成を第9図に示す。本実施例は、直交関数系として$\{\tilde{\phi}_i(z)\}$ ($i=1,2,\cdots,K$)

$$\tilde{\phi}_i(z)=\frac{(\hat{p}_i+\hat{q}_i z^{-1})\prod_{l=1}^{i-1}(z^{-1}-\alpha_l)(z^{-1}-\bar{\alpha}_l)}{\prod_{l=1}^{i}(1-\alpha_l z^{-1})(1-\bar{\alpha}_l z^{-1})} \tag{19}$$

を用い、この関数系の線形和によりADFの伝達関数$\widehat{H}(z)$を生成していると考えられる。すなわち、

$$\widehat{H}(z)=\sum_{i=1}^{K}\tilde{\phi}_i(z) \tag{20}$$

である。この関数系が直交性の条件を満足していることは前記直交関数系$\{\phi_i\}$の場合と同様にして示すことができる。

さて、本発明によるADFは、パラメータ$\{\hat{p}_m, \hat{q}_m\}$ ($m=1,2,\cdots,K$)がその最適値に到達するための速度が速いことを次に示す。先に示した第2の実施例において、ADFの出力$\hat{y}_k$は次式で与えられる。

$$\hat{y}_k=\sum_{i=1}^{K}(\hat{p}_i\phi_{i,k}+\hat{q}_i\phi_{i,k-1})$$

$$=W_k^T X_k \tag{21a}$$

ここで、

$$W_k=\begin{bmatrix}\hat{p}_1\\ \hat{q}_1\\ \hat{p}_2\\ \hat{q}_2\\ \vdots\\ \hat{p}_K\\ \hat{q}_K\end{bmatrix} \qquad X_k=\begin{bmatrix}\phi_{1,k}\\ \phi_{1,k-1}\\ \phi_{2,k}\\ \phi_{2,k-1}\\ \vdots\\ \phi_{K,k}\\ \phi_{K,k-1}\end{bmatrix} \tag{21b}$$

であり、またW_k^TはベクトルW_kの転置を示している。前記(21)式で示される調整アルゴリズムを用いる場合、その最適解すなわち、評価関数Jを最小にするW_{opt}は、次の連立方程式の解として与えられる。

$$\frac{\partial J}{\partial W_k}=0 \tag{22}$$

上式を展開整理すると次式が得られる。

$$\overline{(X_k\cdot X_k^T)}\cdot W_k=\overline{y_k X_k} \tag{23}$$

(23)式は、行列

$$\overline{X_k\cdot X_k^T}=\begin{bmatrix}\overline{\phi_{1,k}\cdot\phi_{1,k}} & \overline{\phi_{1,k}\cdot\phi_{1,k-1}} & \overline{\phi_{1,k}\cdot\phi_{2,k}} & \cdots\\ \vdots & \ddots & & \\ \vdots & & \ddots & \\ \vdots & & & \ddots\end{bmatrix} \tag{24}$$

が正則であれば、一意解

$$W_{opt} = (\overline{X_k \cdot X_k^T})^{-1} \overline{(y_k X_k)} \qquad (23)$$

が存在する。ところが上記であらわれる関数の集合 $\{\varphi_{l,k}\}(l=1, 2, \cdots K)$ の Z 領域での表現 $\{\Psi_l(Z)\}$ は

$$\Psi_l(Z) = \frac{\prod_{\ell=1}^{l-1} (Z^{-1} - \alpha_\ell)(Z^{-1} - \overline{\alpha}_\ell)}{\prod_{\ell=1}^{l} (1 - \alpha_\ell Z^{-1})(1 - \overline{\alpha}_\ell Z^{-1})} \qquad (24)$$

で表わされるから、この関数系 $\{\Psi_l(Z)\}$ はやはり直交関数系を形成している。このことは、前記 $\{\Phi_l(Z)\}$, $\{\tilde{\Phi}_l(Z)\}$ の場合と同様にして確認できる。従って、(21)式の行列 $\overline{X_k \cdot X_k^T}$ は結局

$$\overline{X_k \cdot X_k^T} = \begin{pmatrix}
\overline{\varphi_{1,k} \cdot \varphi_{1,k}} & \overline{\varphi_{1,k} \cdot \varphi_{1,k-1}} & 0 & 0 & \cdots\cdots & 0 & 0 \\
\overline{\varphi_{1,k-1} \cdot \varphi_{1,k}} & \overline{\varphi_{1,k-1} \cdot \varphi_{1,k-1}} & 0 & 0 & \cdots\cdots & 0 & 0 \\
0 & 0 & \overline{\varphi_{2,k} \cdot \varphi_{2,k}} & \overline{\varphi_{2,k} \cdot \varphi_{2,k-1}} & \cdots\cdots & 0 & 0 \\
0 & 0 & \overline{\varphi_{2,k-1} \cdot \varphi_{2,k}} & \overline{\varphi_{2,k-1} \cdot \varphi_{2,k-1}} & \ddots & 0 & 0 \\
\vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\
0 & 0 & 0 & 0 & \cdots\cdots & \overline{\varphi_{K,k} \cdot \varphi_{K,k}} & \overline{\varphi_{K,k} \cdot \varphi_{K,k-1}} \\
0 & 0 & 0 & 0 & \cdots\cdots & \overline{\varphi_{K,k-1} \cdot \varphi_{K,k}} & \overline{\varphi_{K,k-1} \cdot \varphi_{K,k-1}}
\end{pmatrix}$$

(25)

となる。これは、

$$|X_k \cdot X_k^T| = \prod_{i=1}^{k} \overline{\varphi_{1,k}^2} \cdot \overline{\varphi_{1,k-1}^2} \neq 0 \qquad (24)$$

であるから正則である。従って、(24)式で示される一意解が存在する。さらに、この行列の固有値は(24)式で示される様に、対角要素のみによって決定されるので、固有値の最大値 λmax と最小値 λmin との比 $\lambda max / \lambda min$ は小さい。一般に、前記の比 $\lambda max / \lambda min$ は小さいほど、ADFのパラメータがその最適値に到達する速度が速い。ところが、第6図及び第7図で示される従来例では、第6図では $a_0, a_1, \cdots, a_N$ を、第7図では $a_{10}, a_{11}, a_{12}, \cdots, a_{K0}, a_{K1}, a_{K2}$ だけを適応的に調整するとしても、(7)式に示される行列に対応する行列の固有値は対角要素だけでは決定されないため比 $\lambda max / \lambda min$ は大きくなり、従って、パラメータが最適値に到達する速度は遅い。さらに場合によっては行列が正則とはならないことがあり解の一意性は必ずしも保証されない。すなわち、パラメータはその最適値に到達しないことがあった。

なお、行列(24)式において、関数系 $\{\Psi_j(Z)\}$ を正規化することにより、対角要素は全て1となり、従って $\lambda max / \lambda min = 1$ となるので、前記速度をさらに速くすることが可能である。

(発明の効果)

以上、詳細に説明した様に本発明によれば、Z領域において互いに一方の関数の極と単位円に関して鏡像の位置にある極を他方の関数の零点で打ち消す様な関数系を用いてディジタルフィルタを構成しているので、この関数系の各関数は互いに直交しており、従って、このディジタルフィルタは任意の関数を生成できる。また、このディジタルフィルタの零点を適応的に調整し、ある未知システムの伝達関数を推定する場合には、上記直交性により、このディジタルフィルタの調整すべきパラメータが最適値に到達するための速度が速いので前記の電子会議システムのスピーカとマイクロホン間の様な残響時間の長い音響結合路で生じるスピーカからマイクロホンへの回り込み信号を打ち消すエコーキャンセラのADFとして用いることができる。また、本発明の構成の基本は、関数系 $\{\Phi_i(Z)\}$ において、この系に属する $\Phi_m(Z)$ の極の単位円に関して鏡像な位置に $\Phi_n(Z)(m \neq n)$ の零点を配置することにある。従って、本実施例では2次縦続構成についてのみ詳細に説明したが、これは2次以上であっても容易に実現可能である。

さらに、ハード規模を別にして、極を適応的に調整する必要がある用途に対しては、公知の最急降下法、高速最小2乗法等の手法を用いればその目的は容易に達成され、この場合にも上記に示した本発明の効果は失われない。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明による第1の実施例を示す回路図、第2図はADFによる未知システム同定の説明を示すブロック図、第3図は長距離電話回線の2線・4線変換部に用いられるエコーキャンセラの説明図、第4図は電子会議システム等でスピーカとマイクロホン間の音響結合で生じるハウリングの防止用エコーキャンセラの説明図、第5図〜第7図は従来より用いられている代表的なADFの回路図であり、第5図はFIR型構成、第6図はIIR型構成、第7図は2次縦続IIR型構成をそれぞれ示し、第8図は本発明の第2の実施例を示す回路図、第9図は第2の実施例においてパラメータの適応制御回路を付加した回路図である。

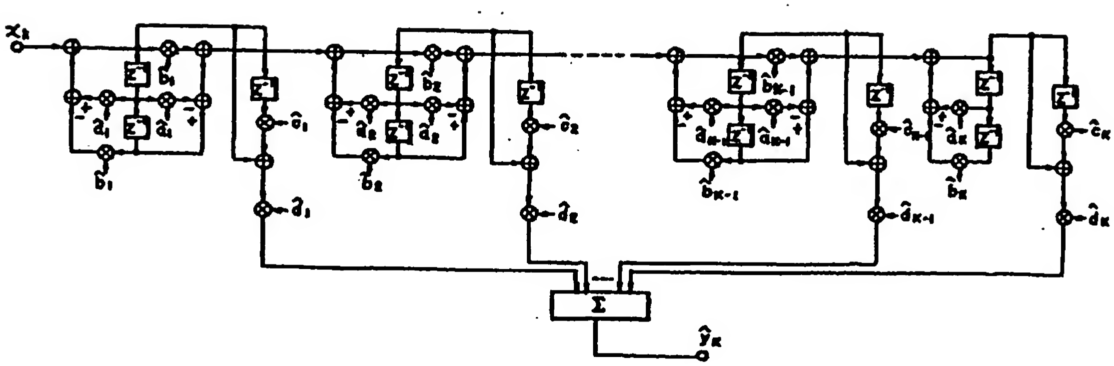
特許出願人　沖電気工業株式会社

代理人　鈴木敏明

第1図

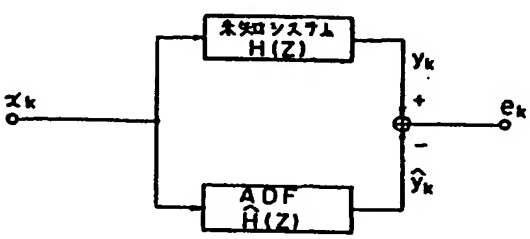
本発明による第1の実施例を示す回路図

Z^{-1}：遅延素子
$\hat{a}_1$〜$\hat{a}_k$，$\hat{b}_1$〜$\hat{b}_k$，$\hat{c}_1$…$\hat{c}_k$
d_1〜d_k：パラメータ
Σ：加算器



第2図

ADFによる未知システム同定を説明するブロック図

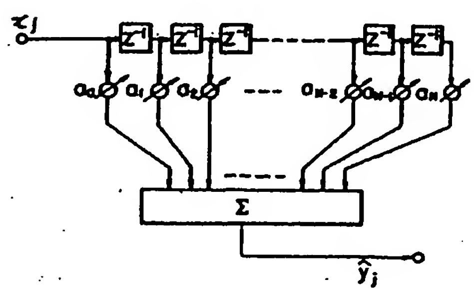


x_j：時刻jにおける未知システム及びADFへの入力
y_j：時刻jにおける未知システムの出力
$\hat{y}_j$：時刻jにおけるADFの出力
e_j：時刻jにおける推定誤差
H(Z)：未知システムの伝達関数
Ĥ(Z)：ADFの伝達関数

第5図

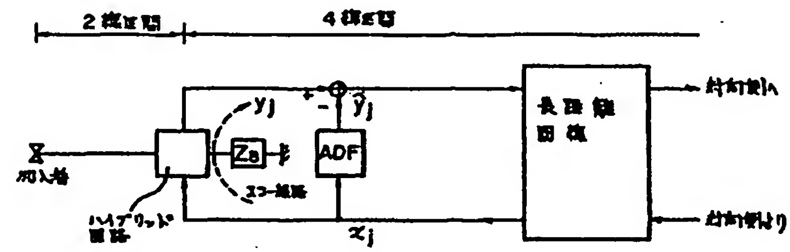
FIR型ADF

Z^{-1}：遅延素子
a_0〜a_N：パラメータ
Σ：加算器



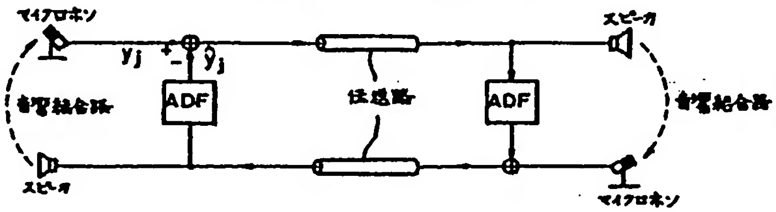
第3図

2線・4線変換部に用いられるエコーキャンセラの説明図



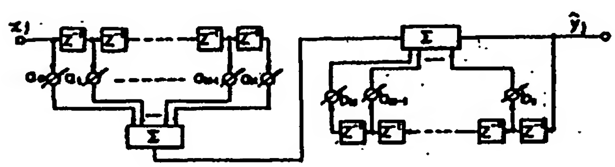
第4図

ハウリングの防止用エコーキャンセラの説明図



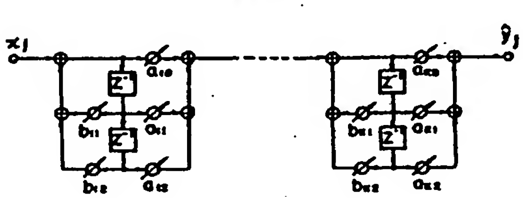
第6図

IIR型ADF



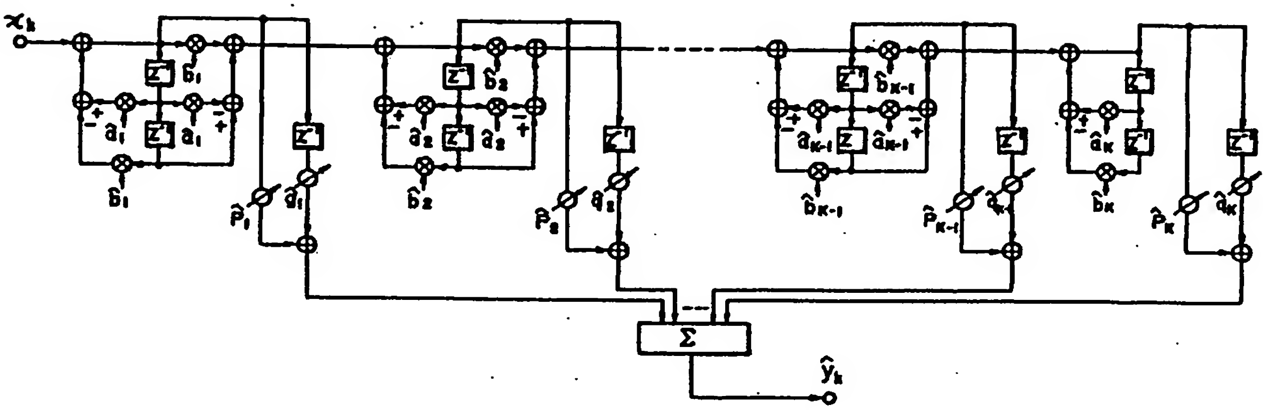
第7図

2次縦続IIR型ADF



第8図

本発明の第2の実施例を示す回路図



第9図

パラメータ適応制御回路を付加した回路図